

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2002年10月10日
Date of Application:

出願番号 特願2002-297626
Application Number:

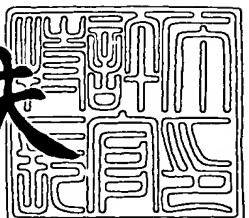
[ST. 10/C] : [JP 2002-297626]

出願人 株式会社ハーモニック・ドライブ・システムズ
Applicant(s):

2003年 7月11日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 0210-04

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 G01L 1/00

【発明者】

【住所又は居所】 広島県東広島市高屋高美ヶ丘3丁目22-15

【氏名】 金子 真

【発明者】

【住所又は居所】 広島県東広島市西条下見5丁目2-41-112

【氏名】 堀江 竜太

【特許出願人】

【識別番号】 390040051

【氏名又は名称】 株式会社ハーモニック・ドライブ・システムズ

【代理人】

【識別番号】 100090170

【弁理士】

【氏名又は名称】 横沢 志郎

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 014801

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 自動感度可変型触覚センサ

【特許請求の範囲】

【請求項1】 接触力を計測するための各計測点に貼り付けた歪みゲージによって、各計測点毎にブリッジ回路を構成し、各ブリッジ回路からの出力に基づき、各計測点に作用する接触力などの触覚情報を検出する触覚情報検出方法において、

周波数の異なる正弦波を含む混合正弦波を生成し、

この混合正弦波を各ブリッジ回路に対してバンドパスフィルタを介して印加することにより、各ブリッジ回路に対して予め定められている單一周波数の正弦波を供給し、

各ブリッジ回路から得られる出力を加算して加算出力を生成し、

この加算出力から、三角周波数の直交性を利用して、各接触点に作用している接触力および接触方向のうち、少なくとも接触力を求め、

算出された各接触点における接触力に基づき得られる各接触点で計測された電圧振幅と、予め各接触点毎に設定されている目標電圧とを比較し、これらの誤差を抑制するように、各接触点のブリッジ回路に印加される各周波数の正弦波の電圧振幅を調整して、各測定点のブリッジ回路のゲイン制御を行うことを特徴とする触覚情報検出方法。

【請求項2】 請求項1に記載の触覚情報検出方法により各計測点に作用する接触力などの触覚情報を検出する自動感度可変型触覚センサであって、

センサユニットとコントローラとを有し、

前記センサユニットは、複数の前記ブリッジ回路と、各ブリッジ回路の電源供給ラインに接続されているバンドパスフィルタと、各ブリッジ回路の出力を加算して加算出力を生成する加算回路とを備えており、

前記コントローラは、前記加算出力を1チャンネルの入力ラインを介して受け取りAD変換するAD変換器と、AD変換後の加算出力から、三角周波数の直交性を利用して、各接触点に作用している接触力および接触方向のうち、少なくとも接触力を算出するアナライザと、

算出された各接触点における接触力に基づき得られる各接触点で計測された電圧振幅と、予め各接触点毎に設定されている目標電圧とを比較し、これらの誤差を抑制するように、各接触点のブリッジ回路に印加される各周波数の正弦波の電圧振幅を調整する自動利得制御回路と、

調整された電圧振幅を備えた各周波数の正弦波を含む混合正弦波を生成して出力するDA変換器とを備えており、

生成された混合正弦波が1チャンネルの出力ラインを介して前記センサユニットに供給され、当該センサユニットに供給された混合正弦波は、各バンドパスフィルタを介して各ブリッジ回路に印加されることを特徴とする自動感度可変型触覚センサ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、触覚情報を得るために各計測点に貼り付けた歪みゲージから構成されるセンサ素子の反応に応じて感度を自動調整可能なアクティブフィードバック回路を用いた自動感度可変型触覚センサに関するものである。

【0002】

【従来の技術】

人の皮膚には多数の触覚受容器が存在しており、4種類の受容器を組み合わせることによって軽く触れた感触から衝撃力まで識別することができる。例えば、指先には1平方センチメートル当たり約1500のマイスナー小体、約750のメルケル触覚盤が皮膚の上部に存在し、約75のバシニアン小体、ルフィニ器官が皮膚の深部に存在する。これらの時間応答や空間応答の異なる触覚受容器によって、広い計測レンジを実現している。

【0003】

人とロボットが共存する環境を考えた場合、ロボットに装着する触覚センサは絶えず適切な計測レンジというものが必要になってくると考えられる。例えば、ロボットの指先で細かな作業をすることを考えた場合、高感度な触覚センサが要求されるかもしれない。一方で、危険を回避するために大きな衝撃力も計測でき

るセンサが必要となるかもしれない。

【0004】

ここで、ロボットにおける触覚センサの研究は、H. E`r u n s t 等によって1960年頃から始まった。その後、さまざまな角度から数多くの触覚センサが提案されてきた。例えば、感度や分解能、線形性、小配線機構、実装性などがある。これまで、(M×N) 本のマトリックス構造の触覚センサを、各計測点に対して一つ一つ切り替えて計測する方法が多く取られてきた。このタイプの触覚センサは、共通の問題点として、各計測点の情報を読み取るのに多くの配線を必要とするということである。

【0005】

このような問題点に対して、配線の量を減らすという観点からさまざまな研究がなされてきた。これらの触覚センサは、主にフィルタの特性を検出原理としている。近年、シノダ等によって新しい無線式の触覚センシングが提案された。これは、コイルを使い、電力転送とセンシングを無線で行うものである。また、このセンサは柔軟な材質の中に多くの共振回路を配置したもので、接触部分を識別することができる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

これまでの高感度触覚センサは、規定をオーバーする強いレベルの信号が入ればすぐ飽和してしまったり、極端に小さな接触力の時には、センサの分解能が悪くなるといったことがあった。そこで、触覚センサへの入力に応じて適切なゲイン調整を行うための触覚センサの自動利得制御（以下、A G Cと称する。）が必要になってくるといえる。

【0007】

また、大面積の触覚センサを考えた場合、各センサ素子に入力される接触力は一定ではないので、部分的に飽和したり、分解能が悪くなったりすることが予想される。これらを防ぐためには、各計測点にセンサのゲイン調整を行える構造となっている方が好ましい。

【0008】

さらに、有線式の触覚センサの場合には、多数の計測点に設置された各センサ素子と、これらの出力から各計測点における触覚情報を検出するためのコントローラとの間の配線接続本数を低減できることが望ましい。

【0009】

本発明の課題は、センサへの接触力に応じて、各センサ素子のゲインを自動調節する新しい感度可変型触覚センサを提案することにある。

【0010】

また、本発明の課題は、センサとコントローラとの間の少配線化を実現可能な触覚センサを提案することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】

上記の課題を解決するために、本発明は、接触力を計測するための各計測点に貼り付けた歪みゲージによって、各計測点毎にブリッジ回路を構成し、各ブリッジ回路からの出力に基づき、各計測点に作用する接触力などの触覚情報を検出する触覚情報検出方法において、

周波数の異なる正弦波を含む混合正弦波を生成し、

この混合正弦波を各ブリッジ回路に対してバンドパスフィルタを介して印加することにより、各ブリッジ回路に対して予め定められている單一周波数の正弦波を供給し、

各ブリッジ回路から得られる出力を加算して加算出力を生成し、

この加算出力から、三角周波数の直交性を利用して、各接触点に作用している接触力および接触方向のうち、少なくとも接触力を求め、

算出された各接触点における接触力に基づき得られる各接触点で計測された電圧振幅と、予め各接触点毎に設定されている目標電圧とを比較し、これらの誤差を抑制するように、各接触点のブリッジ回路に印加される各周波数の正弦波の電圧振幅を調整して、各測定点のブリッジ回路のゲイン制御を行うことを特徴としている。

【0012】

また、本発明は上記の触覚情報検出方法により各計測点に作用する接触力など

の触覚情報を検出する自動感度可変型触覚センサに関するものである。図9～図12を参照して説明すると、本発明の自動感度可変型触覚センサ1は、

センサユニット2とコントローラ3とを有し、

前記センサユニット2は、歪みゲージ4から構成される複数のブリッジ回路5と、各ブリッジ回路5の電源供給ラインに接続されているバンドパスフィルタ6と、各ブリッジ回路5の出力を加算して加算出力S1を生成する加算回路7とを備えており、

前記コントローラ3は、前記加算出力を1チャンネルの入力ライン8を介して受け取りAD変換するAD変換器11と、AD変換後の加算出力から、三角周波数の直交性を利用して、各接触点に作用している接触力および接触方向のうち、少なくとも接触力F_i(t)を算出するアナライザ12と、

算出された各接触点における接触力に基づき得られる各接触点で計測された電圧振幅A_{r i}と、予め各接触点毎に設定されている目標電圧A_{r o}とを比較し、これらの誤差E_iを抑制するように、各計測点のブリッジ回路5に印加される各周波数の正弦波A_iの電圧振幅を調整する自動利得制御回路13と、

調整された電圧振幅A_iを備えた各周波数の正弦波を含む混合正弦波yを生成して出力するDA変換器14とを備えており、

生成された混合正弦波yが1チャンネルの出力ライン15を介して前記センサユニット2に供給され、当該センサユニット2に供給された混合正弦波は、各バンドパスフィルタ6を介して单一周波数の正弦波S2が各ブリッジ回路に印加されることを特徴としている。

【0013】

【発明の実施の形態】

以下に、図面を参照して本発明を適用した自動感度可変型触覚センサについて詳細に説明する。

【0014】

(基本原理)

図1に示すように、本発明のセンシングシステムは、歪みゲージ式の触覚センサに着目し、アナライザ、AGCからなるコントローラと、センサユニットから

構成されている。触覚センサの計測点が増える場合は、図1の基本とする触覚センサを複数用意すれば対応できる。

【0015】

本システムは図1 (b) に示すように、コントローラとセンサユニットが、入力、出力で接続しており、同時計測、同時ゲイン制御が可能になっている。まず、ゲイン制御のためにコントローラのDA変換器から周波数の異なる正弦波の和を出力すると、各計測点毎に置かれたバンドパスフィルタ (BPF) によって、予め決められた周波数の正弦波だけが、各ブリッジ回路に加わり、ゲイン調整を行うことができる。また、各ブリッジ回路から出力される信号の振幅は、センサに入力される力に比例し、それぞれの出力を加算回路により多重化しているので、複数の計測点を一括してAD変換することができる。このような一入力・一出力のセンサシステムにより、コントローラは、DA変換器を通して、簡単に複数の計測点の計測、ゲイン調整を行うことができる。

【0016】

アナライザとAGCで行われる処理についてそれらの概要を説明する。アナライザでは、リアルタイムに各計測点における力の情報を算出するために、iチャンネル毎にフーリエ変換と等価な処理を行っている。AGCでは、センサからの信号を絶えず基準値（目標値）になるように、ゲイン制御を行っている。ゲイン制御について述べると、計測ということを考えると、頻繁にゲインを代えることは好ましくない。AGCの役割は、出来る限り信号の強度がある範囲内で一定に保ち、計測できないような不安定な状態を避けることである。例えば、極端に大きな力が特定の計測点に加わったとすると、AGOにより、計測点のゲインを制御する正弦波の振幅を小さくすることで、センサからの信号は目標値を維持することができる。また、小さな接触力のときは、センサからの信号を目標値になるように対応する制限波の振幅を大きくして、ゲインを上げる。

【0017】

AGCの考え方は既にCCDカメラやMICアンプ等に実装されており、規定をオーバーした強いレベルの信号が入力してきたときや、弱い信号の場合には信号の強度レベルを一定範囲に保つ機能が備わっている。本発明は、計測という観

点から、A G C機能を取り入れた新しい触角センサを実現することを目的としている。

【0018】

このように、本発明の歪みゲージ式の触覚センサ（センシングシステム）は、特に、自動利得制御（A G C）に着目し、コントローラとの入出力がそれぞれ単一の信号線である触覚センサに関するものであるが、これまで、多くの触覚センサが提案されてきたが、A G Cが可能な触覚センサは提案されていない。

【0019】

図2は、センサユニットとコントローラとの間の信号の流れを示している。各計測点のゲインをコントローラの側から同時制御するために、D A変換器を通じて周波数の異なる正弦波の和を出力する。この混合正弦波は式（1）のように表せる。

【0020】

【数1】

$$y(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t) + A_2 \sin(2\pi f_2 t) + \dots + A_i \sin(2\pi f_i t) + \dots \quad (1)$$

【0021】

ただし、 A_i と f_i は、 i 番目の電圧振幅と周波数である。各計測点のブリッジ回路には、式（1）のような混合正弦波が加わることになるが、バンドパスフィルタによってブリッジ回路には予め決めておいた单一周波数の正弦波だけが加わる。従って、 i 番目のブリッジ回路には $A_i \sin(2\pi f_i t)$ だけが加わり、力がセンサに加えられると、 i 番目のセンサユニットからの出力電圧 $V_i(t)$ は式（2）のようになる。

【0022】

【数2】

$$V_i(t) = G_i \times \frac{\Delta R_i}{2R} A_i \sin(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (2)$$

【0023】

ただし、 G_i は差動アンプのゲイン、 ϕ_i は印加周波数との位相のずれ、 ΔR_i は接触力による歪みゲージの抵抗の変化量、 R はブリッジ回路のバランス抵抗である。この式から分かるように、差動アンプのゲイン G_i は一定であるから、ブリッジ回路に印加する電圧振幅 A_i をコントローラの側から変えることにより、等価的にセンサのゲインを変えていることになる。各測定点からの出力信号は、図1に示すように加算回路により多重化しており、コントローラで同時計測することができる。従って、コントローラに取り込まれる入力信号は式(3)のように表せる。

【0024】

【数3】

$$V_{input}(t) = \sum_{i=1}^n V_i(t) \quad (3)$$

$$|V_{input}(t)| < V_{input\max}$$

【0025】

ただし、 $V_{input\max}$ はAD変換器やアンプの最大入力電圧である。各測定点に加えられた力は、アナライザ (Analyzer) により算出されるが、最大入力電圧を超える力は算出することができない。そこで、AGCにより $V_i(t)$ の信号の強度レベルを一定範囲内に保つように、適切にゲイン制御を行う。このようにしてフィードバックを形成することにより、規定値をオーバーした強い力がセンサに入力してきても、信号の飽和を防ぐことができ、センサに

小さな力が与えられたときには、規定範囲内のレベルまでゲインを高くして分解能を上げることができる。つまり、信号の強度レベルを一定範囲内に保つことができ、計測できないといった不安定な状態を減らすことができる。アナライザとA G Cに関しては以下にさらに詳しく説明する。

【0026】

(アナライザ)

図4に示すように、センサユニットからの出力は式(2)、(3)より各計測点での力を情報として、振幅変調周波数多重となっている。したがって、各計測点での力の情報を求めるために、以下のようにして復調を行う。各測定点に印加してある周波数(搬送波)は前もって分かっているので、必要な周波数と振幅の関係だけを求めればよい。まず、式(4)、(5)のように、出力 $V_{sum}(t)$ に対して正弦波と余弦波との相関を求める。

【0027】

【数4】

$$V_x(t) = V_{sum}(t) \times \sin(2\pi f_i t) \quad (4)$$

【0028】

【数5】

$$V_y(t) = V_{sum}(t) \times \sin(2\pi f_i t + \frac{\pi}{2}) \quad (5)$$

【0029】

上式から得られた $V_x(t)$ と $V_y(t)$ をそれぞれローパスフィルタ(L P F)にかけたものを $X_i(t)$ 、 $Y_i(t)$ とすると、求める周波数の振幅、つまり接触力 $F_i(t)$ は次のように書くことができる。

【0030】

【数6】

$$F_i(t) = d_i \sqrt{X_i^2(t) + Y_i^2(t)} \quad (6)$$

【0031】

【数7】

$$\text{Phase}_i(t) = \arctan \frac{X_i(t)}{Y_i(t)} \quad (7)$$

【0032】

ただし、 d_i はキャリブレーションによって決まる定数であり、位相情報 $\text{Phase}_i(t)$ は接触方向を示す。位相情報は、例えばセンサの上方向からの接触か下方向からの接触かを示すものであり、触覚センサとして使用する限り $\text{Phase}_i(t)$ を求める必要はない。本システムではリアルタイムで接触センシングを行うために接触力 $F_i(t)$ だけの計算を行っている。また、周波数 f_i 以外の成分は三角関数の直交性により、LPFのカットオフ周波数 $F_{cut}\text{Hz}$ 以外がカットされる。このカットオフ周波数 f_{cut} の決定は、触覚センサへの入力をどの程度とするかによって決定され、次式の条件を満たす必要がある。

【0033】

【数8】

$$2f_{cut} < f_i, \quad f_n = \pi f_i \quad (8)$$

【0034】

もし、振動や高い周波数まで検出したければ、 f_i そのものの周波数を上げればよい。

【0035】

(自動利得制御 (A G C))

A G Cの目的は、自動的にアンプやA D変換器の飽和を防ぎ、接触情報の分解能を変えることである。図4に示すように、本システムでは、以下のような操作を行い、適応的にセンサに印加する電圧振幅 $A_i(t)$ を変化させている。

【0036】

【数9】

$$E_i(t) = A_{ri}(t) - A_{io}(t) \quad (9)$$

【0037】

【数10】

$$\Delta W_i(t) = \alpha \int_0^T E_i(t) dt \quad (10)$$

【0038】

ただし、 $A_i(t)$ はi番目の目標電圧、 $A_{io}(t)$ は計測された電圧振幅、 $E_i(t)$ はi番目の目標電圧との誤差、 $\Delta W_i(t)$ は印加電圧の修正量を示す。 α は小さな定数である。式(10)は積分によって高周波をカットする効果を持たせ、頻繁に変わる誤差をなだらかに変化させるようにしてある。

【0039】

印加電圧の修正量 $\Delta W_i(t)$ に応じて電圧振幅 $A_i(t)$ を更新するのに、D A変換器のメモリを書き換えることにより行っている。一般に、D A変換器で高速に正弦波を作り出すにはメモリとの組合せが考えられるが、メモリ書き換え時間を無視することはできない。例えば、図3(b)の理想出力波形を出力したい場合、実際のD A変換器からの出力波形というのは、理想出力波形(図3(b))と方形波(図3(c))を掛け合わせた図3(a)のような波形となる。ただし、D A変換器のメモリ書き換え時間を T_i 、書き換え更新周期を T とする。

【0040】

【実施例】

図5に示す触覚センサは、スチール板に1mmの切れ目をいれて、歪みゲージを貼り付けたシンプルな機構になっている。触覚センサの両面には、一つの計測点に対して2つの歪みゲージを貼り付けており、ブリッジを組んで温度補償を行っている。DA変換器からは、ソフトウェアにより混合正弦波を作り出して、30kHzでアナログ出力を更新している。各計測点のブリッジには、アナログBPFを通して、单一の正弦波が印加することにある。このアナログBPFは、单一の正弦波だけがブリッジに印加するために、クオリティ・ファクタ（遮断特性の急峻さを決めるファクタ）を大きくできる2次バイカット型BPFを採用した。アナログBPFは、素子のばらつきにより設定値通りに中心周波数を正確に合わせるのは困難であったので、DA変換器から出力する正弦波の周波数を、BPFの中心周波数に合わせるようにした。各アナログBPFは、互いに干渉する部分は100dB以上減衰するように設計した。各計測点からの出力はインスツルメンテーション・アンプにより凡そ1000倍に増幅してある。センサからの出力は少配線な構造するために、1本の信号線に加算回路を用いてまとめ、振幅変調周波数多重とした。センサからの出力信号は、AD変換器により5kHzでサンプリングを行った。アナライザでは、正弦波と余弦波の相関を求めるが、ここで用いるデジタルLPFカットオフ周波数50Hzの3次パタワース特性で設計した。実験では τ/T を略1.0とするために、ゲイン更新周期Tを250msとし、 $\tau/T = 0.80$ で実験を行った。ただし、実際の計測ではメモリ書き換え更新の後の安定な状態で計測を行っている。

【0041】

(作用効果)

図6は、2つの計測点に対してAGCを行わなかったときの実験結果であり、それぞれのセンサ素子には313Hzと604Hzの正弦波をDA変換器より印加してある。測定では、最初に片方の604Hzを印加してある計測点を触れた後に、2つ同時に触れた。図6(a)はセンサからの出力の生波形であり、図6(b)、(c)はアナライザで処理を行ったデータである。図6において、 $t =$

0. 9-1. 3 sec に片方の 604 Hz の印加してあるセンサ素子が触れて、
 $t = 1.5 - 1.9$ sec に両方のセンサ素子が触れたことが読み取れる。図 6
 (b) で、0.9-1.2 sec の間に入力信号がないにも拘わらず若干小さな
 出力が現れている。これは、中心周波数 604 Hz の BPF において、印加電圧
 や入力変位が大きいときに、周波数 313 Hz における減衰が充分ではないから
 であると考えられる。

【0042】

図 7 は、AGC を行わなかったときに、ゲイン一定の触覚センサが飽和してしまった様子を示してある。図 7 (a) が単一計測点からの出力信号で、図 7 (b) は単一計測点に DA 変換器からの印加電圧である。図 7 (a) において、 $t = 3900$ ms 後に AD 変換器が飽和してしまっている様子がうかがえる。

【0043】

図 8 は AGC を行った触覚センサが、接触力を徐々に上げていったときに、ゲインを下げていく様子を示してある。図 8 (d) は単一計測点からの出力信号で、図 8 (a)、(b) は図 8 (c)、(d) の一部を拡大した図である。図 8 (a) において、T は AGC のゲイン更新周期であり、T_d はセンサの有効計測期間、T_i は DA 変換器のメモリ書き換え時間である。T_i 後のデータは、BPF や LPF による立ち上がり遅れを考慮し、安定な状態まで待った後に計測基幹 T_d を設けてある。図 8 (c)、(d) から、センサのゲインが接触力に応じて小さくなっていく様子がうかがえる。

【0044】

【発明の効果】

以上述べたように、本発明においては、センサとコントローラが一入力、一出力のインターフェースでありながら、複数のセンサ素子のゲインを制御できる、新しい感度可変型の触覚センサを実現できる。

【0045】

すなわち、センサユニットとコントローラとのインターフェースを一入力一出力とすることで、各計測点に対して同時計測、同時ゲイン調整を行うことができる。

【0046】

また、アナライザの簡単な信号処理により各計測点の力の情報をリアルタイムに計測できる。また、触覚センサが振動して不安定な状態になった場合に、そのことを検出できる。

【0047】

さらに、常にセンサからの信号強度を一定範囲内に保つことで、センサが飽和したり極端に分解能が下がる状況を考えずにセンシングを行うことができる。

【図面の簡単な説明】**【図1】**

本発明による触覚センサにおけるセンサユニットを示す説明図、および概略ブロック図である。

【図2】

図1の触覚センサにおける信号の流れを示す説明図である。

【図3】

コントローラから出力される信号波形を示す信号波形図である。

【図4】

コントローラのA G C およびアナライザの構成を示すブロック図である。

【図5】

触覚センサにおけるセンサユニットの一例を示す説明図である。

【図6】

A G Cを行わない場合に得られた測定結果を示すグラフである。

【図7】

A G Cを行わない場合に得られた測定結果を示すグラフである。

【図8】

A G Cを行った場合に得られた測定結果を示すグラフである。

【図9】

本発明による触覚センサの構成を示す説明図である。

【図10】

センサユニットの基本原理を示す説明図である。

【図11】

アナライザの原理を示す説明図である。

【図12】

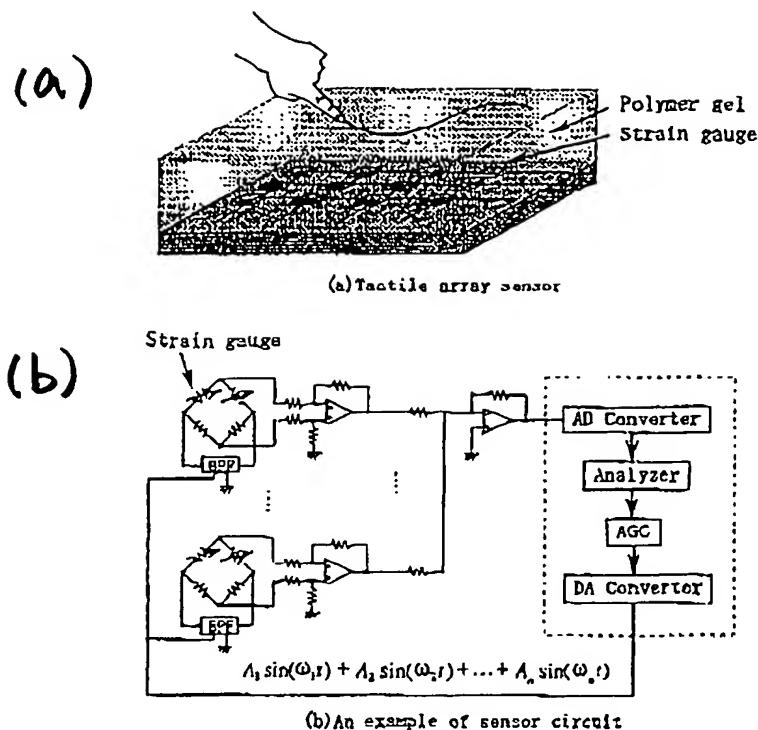
AGCの原理を示す説明図である。

【符号の説明】

- 1 触覚センサ
- 2 センサユニット
- 3 コントローラ
- 4 歪みゲージ
- 5 ブリッジ回路
- 6 バンドパスフィルタ
- 7 加算回路
- 8 入力ライン
- 11 A/D変換器
- 12 アナライザ
- 13 AGC
- 14 D/A変換器

【書類名】 図面

【図 1】



【図 2】

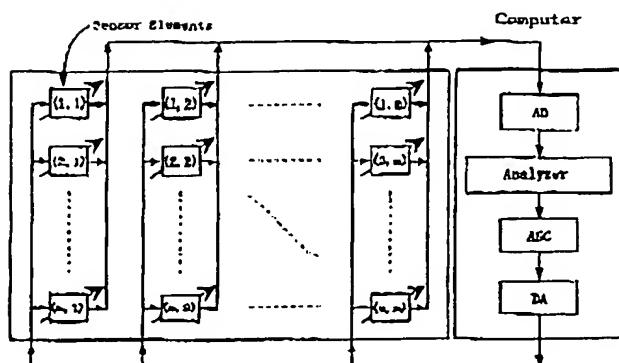


Fig. 2 Signal flow of the proposed sensor

【図3】

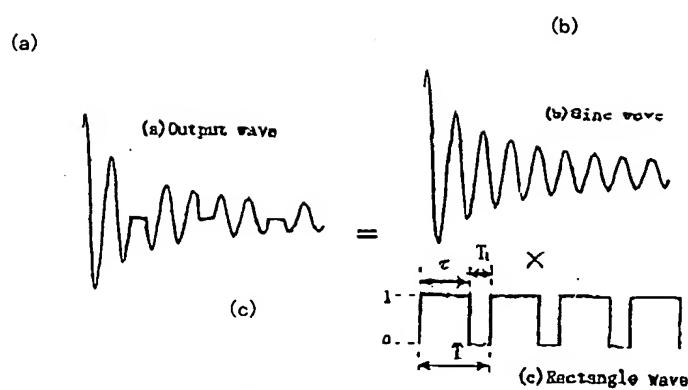
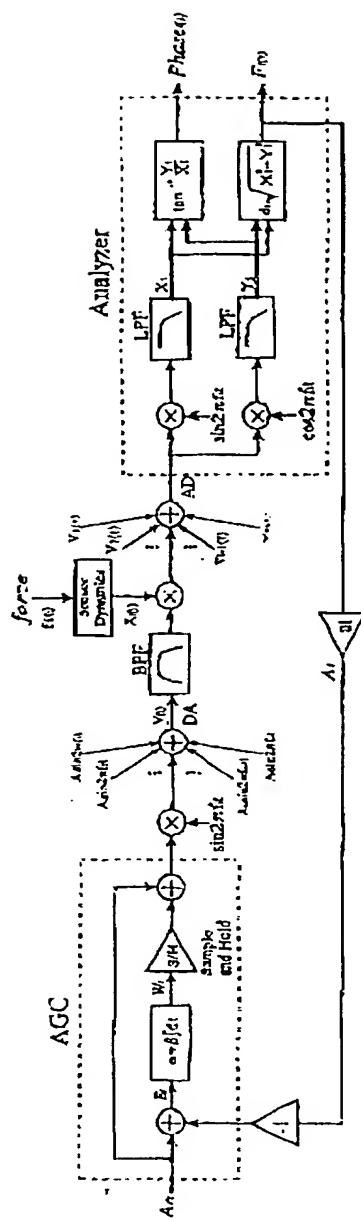


Fig. 3 The output signal from computer

【図4】

Fig. 4 The feedback loop for the i -th sensor unit

【図5】

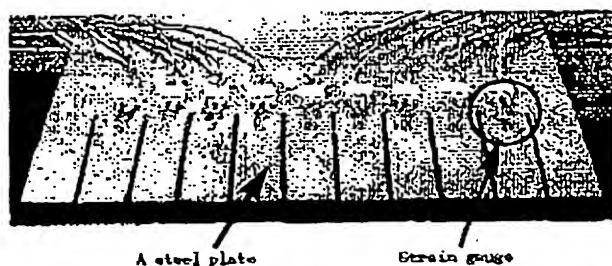


Fig. 5 Overview of tactile sensor

【図6】

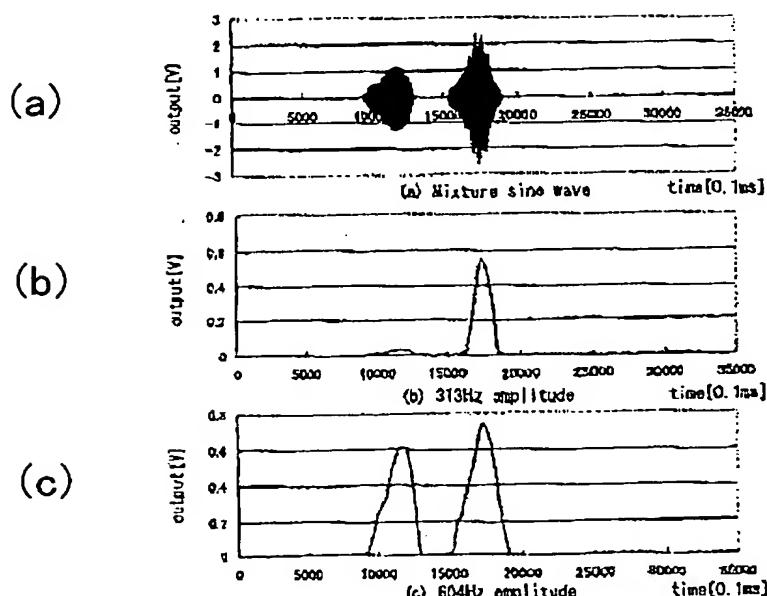


Fig. 6 Experimental results without AGC

【図7】

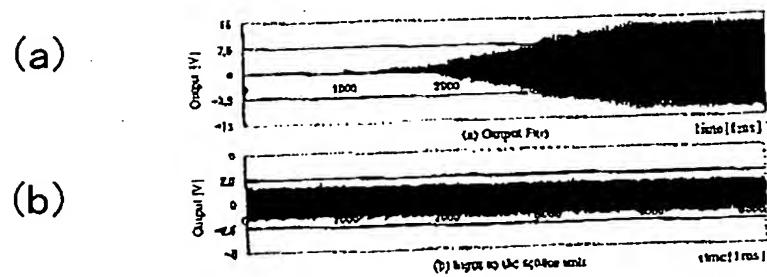


Fig. 7 Experimental results without AGC

【図 8】

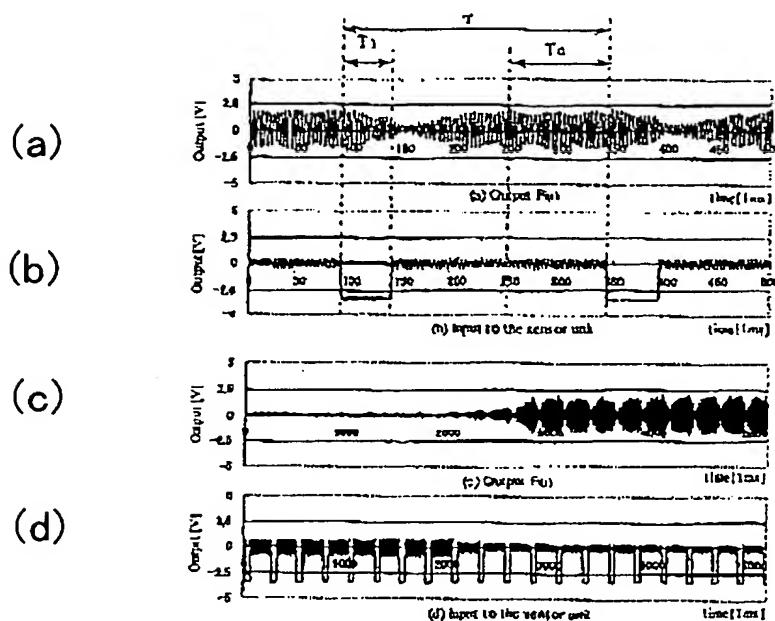
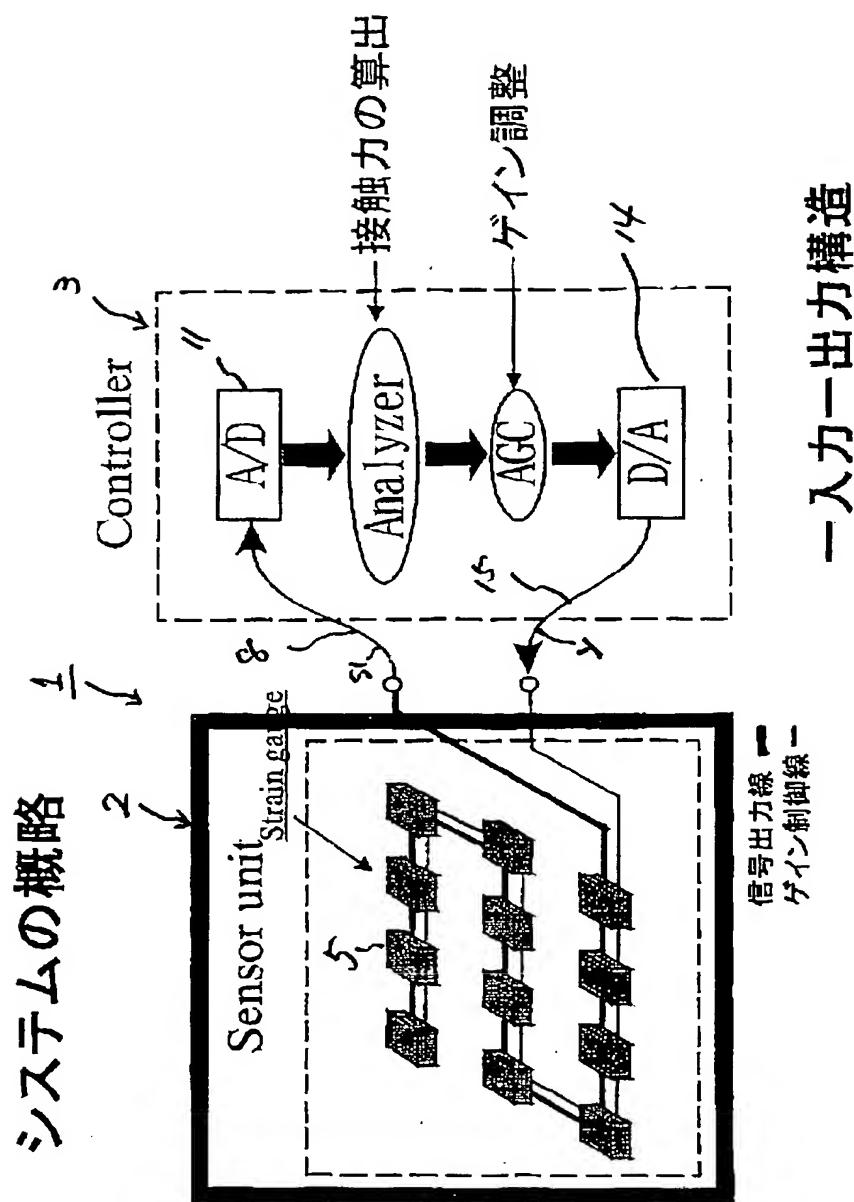


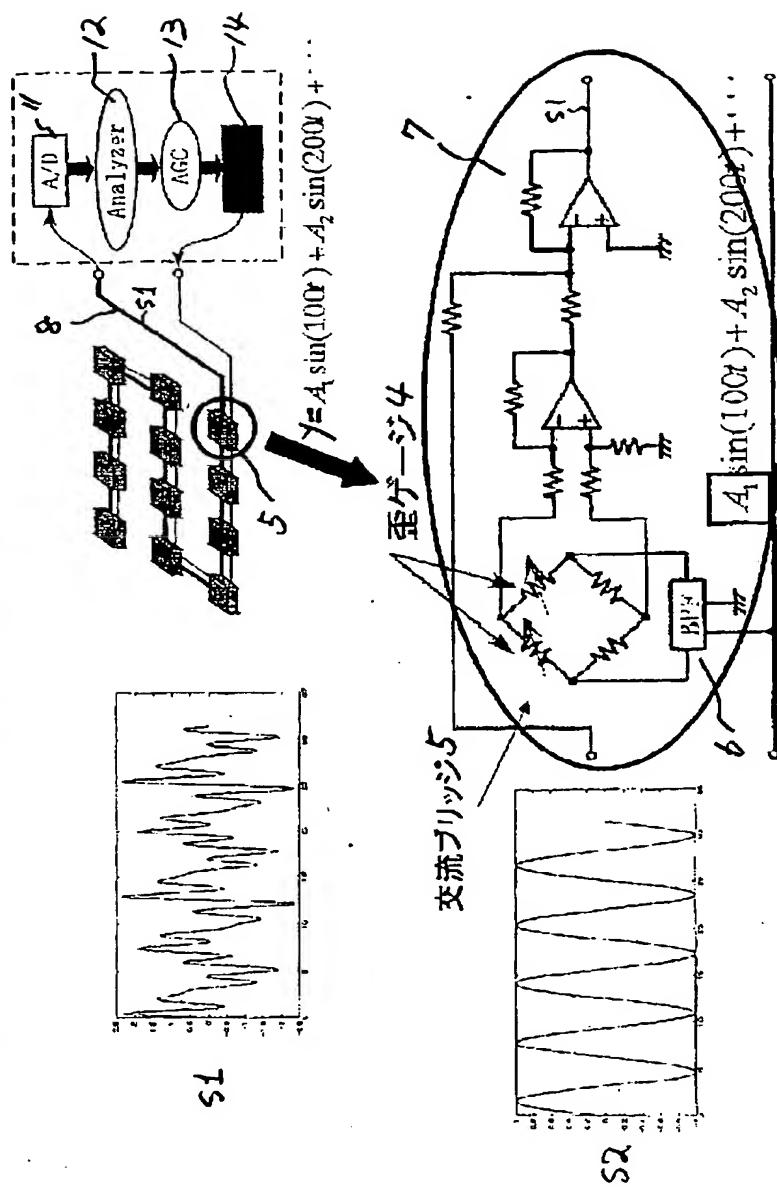
Fig. 8 An experimental result with AGC

【図9】



【圖 10】

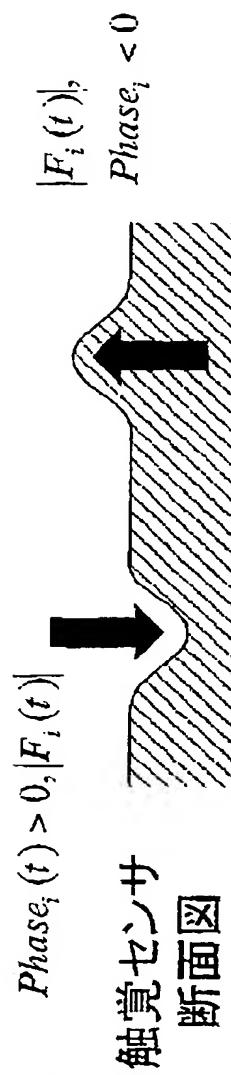
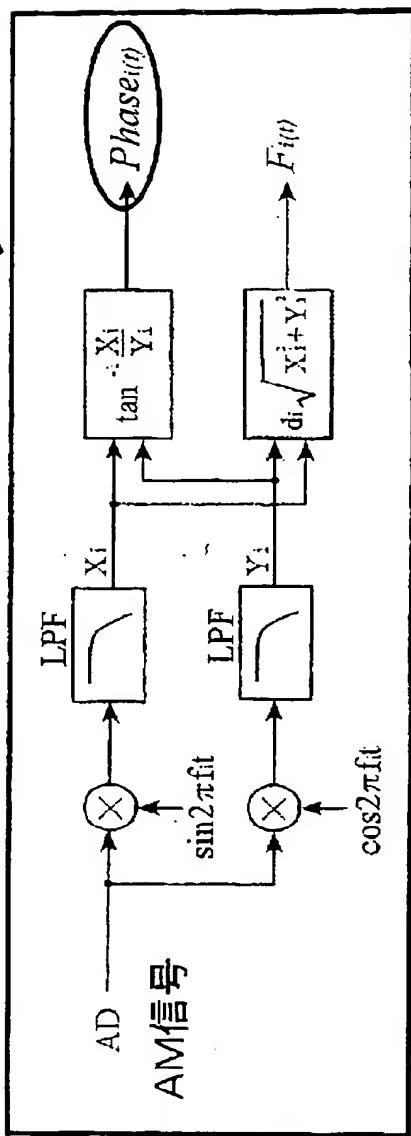
センサユニットの基本原理



【図11】

Analyzerの原理

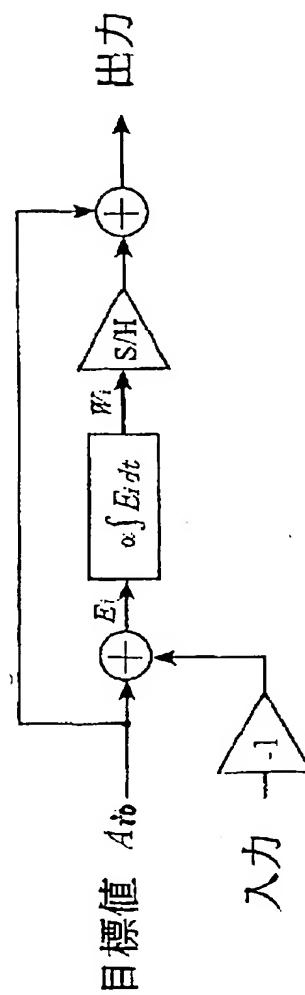
12



【図12】

AGC(自動利得制御)の原理

目標値との誤差	$E_i(t) = A_{ri}(t) - A_{iw}(t)$
修正量	$\Delta W_i(t) = \alpha \int_0^T E_i(t) dt$
ゲイン出力	$A_i(t) = A_{ri}(t) + \Delta W_i(t)$



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 接触力に応じて歪みゲージからなる各センサ素子のゲインを自動調節でき、少配線化を実現可能な触覚センサを提案すること。

【解決手段】 触覚センサ1は、センサユニット2の各ブリッジ回路5からの加算出力から、三角周波数の直交性を利用して、各接触点に作用している接触力 $F_i(t)$ を算出するアナライザ12と、ここで算出された各接触点における接触力に基づき得られる各接触点で計測された電圧振幅 A_{ri} と、予め各接触点毎に設定されている目標電圧 A_{ro} とを比較し、これらの誤差 E_i を抑制するように、各計測点のブリッジ回路5に印加される各周波数の正弦波 A_i の電圧振幅を調整する自動利得制御回路13とを有し、調整された電圧振幅 A_i を備えた各周波数の正弦波を含む混合正弦波 y がセンサユニット2の各ブリッジ回路5に対してバンドパスフィルタを介して单一周波数の正弦波として印加される。

【選択図】 図9

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2002-297626
受付番号	50201530053
書類名	特許願
担当官	第一担当上席 0090
作成日	平成14年10月11日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成14年10月10日
-------	-------------

次頁無

特願2002-297626

出願人履歴情報

識別番号 [390040051]

1. 変更年月日 1993年 4月16日

[変更理由] 住所変更

住所 東京都品川区南大井6丁目25番3号
氏名 株式会社ハーモニック・ドライブ・システムズ